

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-088087

(43)Date of publication of application : 30.03.1999

(51)Int.Cl. H03G 3/30
H04B 10/14
H04B 10/06
H04B 10/04
H04B 10/28
H04B 10/26

(21)Application number : 09-252808

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 02.09.1997

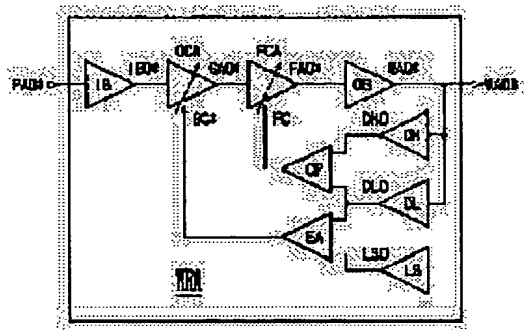
(72)Inventor : UENO SATOSHI
HARADA TAKU

(54) SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the communication ability of an optical communication system and to reduce the cost by automatically controlling the gain of a variable gain amplifier in accordance with a first control signal which does not contain waveform distortion and automatically controlling the frequency characteristic of a variable frequency characteristic amplifier in accordance with a second control signal.

SOLUTION: A low band-pass amplitude detector DL has a low band-pass filter characteristic and the amplitude detection operation is executed in a low frequency area which does not contain the waveform distortion of a output signal WAO*. Thus, the control of the gain of the variable gain amplifier GCA by the waveform distortion of the output signal WAO* can be suppressed and the amplitude of the output signal WAO* can be stabilized. The frequency characteristic of the variable frequency characteristic amplifier FCA is controlled in accordance with a comparison signal between the output signal DLO of the low band-pass amplitude detector DL and the output signal DHO of a band-pass amplitude detector DH, namely, a frequency characteristic control signal FC. Thus, the peak of a reception signal is suppressed and the waveform distortion of the output signal WAO* is suppressed.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(11)特許出願公開番号

特開平11-88087

(43)公開日 平成11年(1999)3月30日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I .

H O 3 G 3/30

H03G 3/30

B

H04B 10/14

H04B 9/00

\$

10/08

Y

10/04

10/28

審査請求 未請求 請求項の数13 FD (全 13 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号

特願平9-252808

(22) 出願日

平成9年(1997)9月2日

(71)出題人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 上野 聡

東京都青梅市今井2326番地 株式会社日立

製作所デバイス開発センタ内

(72)発明者 原田 卓

東京都青梅市今井2326番地 株式会社日立

製作所デバイス開発センタ内

(74)代理人 弁理士 徳若 光政

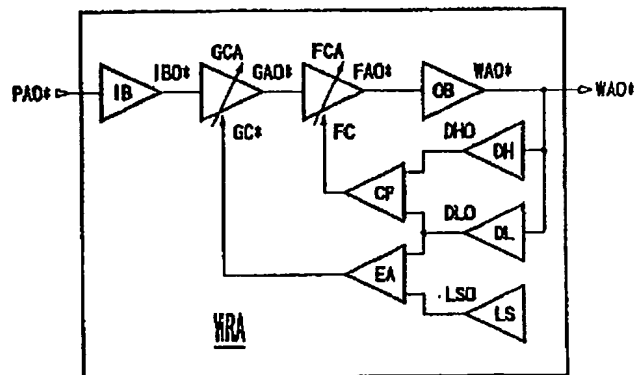
(54) 【発明の名称】 半導体集積回路装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 周波数特性を自動的に制御しうる周波数特性可変増幅器、及び波形歪みの影響を受けない自動利得可変増幅器を実現し、広帯光通信システムの通信性能を高める。

【解決手段】 光通信用の広帯域増幅器WRAを、制御信号GC*とFCに従って制御される利得可変増幅器GCAと、周波数特性可変増幅器FCAと、出力信号WAO*を受け低域通過型のフィルタ特性を有する振幅検出器DLと所定の振幅設定回路LSとの出力信号を受け出力信号が制御信号GC*となる誤差増幅器EAと、出力信号WAO*を受け帯域通過型のフィルタ特性を有する振幅検出器DHと、振幅検出器DL、DHの出力信号を受け出力信号が制御信号FCとなる比較回路CPとをともに構成する。

広帯域増幅器のブロック構成 (実施例 1)



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 その利得が第 1 の制御信号に従って制御される利得可変増幅器と、

上記利得可変増幅器と実質直列結合されその周波数特性が第 2 の制御信号に従って制御される周波数特性可変増幅器と、

上記第 1 の制御信号を形成する利得制御回路と、

上記第 2 の制御信号を形成する周波数特性制御回路とを具備することを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項 2】 請求項 1 において、

上記利得制御回路は、

上記利得可変増幅器又は周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け、低域通過型のフィルタ特性を有する第 1 の振幅検出器と、

所定の振幅設定回路と、

その一方の入力端子に上記第 1 の振幅検出器の出力信号を受け、その他方の入力端子に上記振幅設定回路の出力信号を受け、かつその実質的な出力信号が上記第 1 の制御信号となる誤差増幅器とを含むものであり、

上記周波数特性制御回路は、

上記利得可変増幅器又は周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け、帯域通過型のフィルタ特性を有する第 2 の振幅検出器と、

その一方の入力端子に上記第 1 の振幅検出器の出力信号を受け、その他方の入力端子に上記第 2 の振幅検出器の出力信号を受け、かつその実質的な出力信号が上記第 2 の制御信号となる比較回路とを含むものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項 3】 請求項 2 において、

上記利得可変増幅器及び周波数特性可変増幅器は、第 1 の周波数をその高域遮断周波数とする広帯域増幅器を構成するものであって、

上記第 1 の振幅検出器は、上記第 1 の周波数より低い第 2 の周波数をその高域遮断周波数とするものであり、

上記第 2 の振幅検出器は、上記第 2 の周波数より低い第 3 の周波数をその低域遮断周波数とし、上記第 1 の周波数に近くかつこれより高い第 4 の周波数をその高域遮断周波数とするものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項 4】 請求項 1 において、

上記利得制御回路は、

上記利得可変増幅器又は周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受ける低域通過型フィルタと、

上記低域通過型フィルタの出力信号を受ける第 3 の振幅検出器と、

所定の振幅設定回路と、

その一方の入力端子に上記第 3 の振幅検出器の出力信号を受け、その他方の入力端子に上記振幅設定回路の出力信号を受け、かつその実質的な出力信号が上記第 1 の制御信号となる誤差増幅器とを含むものであり、

上記周波数特性制御回路は、

上記利得可変増幅器又は周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受ける帯域通過型フィルタと、

上記帯域通過型フィルタの出力信号を受ける第 4 の振幅検出器と、

その一方の入力端子に上記第 3 の振幅検出器の出力信号を受け、その他方の入力端子に上記第 4 の振幅検出器の出力信号を受け、かつその実質的な出力信号が上記第 2 の制御信号となる比較回路とを含むものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

10

【請求項 5】 請求項 4 において、

上記利得可変増幅器及び周波数特性可変増幅器は、第 1 の周波数をその高域遮断周波数とする広帯域増幅器を構成するものであって、

上記低域通過型フィルタは、上記第 1 の周波数より低い第 2 の周波数をその高域遮断周波数とするものであり、

上記帯域通過型フィルタは、上記第 2 の周波数より低い第 3 の周波数をその低域遮断周波数とし、上記第 1 の周波数に近くかつこれより高い第 4 の周波数をその高域遮断周波数とするものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

20

【請求項 6】 請求項 1、請求項 2、請求項 3、請求項 4 又は請求項 5 において、

上記半導体集積回路装置は、光ファイバ受信モジュールに含まれるものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項 7】 その利得が第 1 の制御信号に従って制御され、かつその周波数特性が第 2 の制御信号に従って制御される利得周波数特性可変増幅器と、

30

上記第 1 の制御信号を形成する利得制御回路と、

上記第 2 の制御信号を形成する周波数特性制御回路とを具備することを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項 8】 その利得が第 1 の制御信号に従って制御される利得可変増幅器と、

上記利得可変増幅器と実質直列結合されその周波数特性が第 2 の制御信号に従って制御される周波数特性可変増幅器と、

40

上記利得可変増幅器又は周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号の波形歪みを含まない振幅を検出し、その実質的な出力信号が上記第 1 の制御信号となる利得制御回路と、

上記利得可変増幅器又は周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号の波形歪みを含む振幅を検出し、その実質的な出力信号が上記第 2 の制御信号となる周波数特性制御回路とを具備することを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項 9】 その周波数特性が所定の制御信号に従って制御される周波数特性可変増幅器と、

上記周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け上記制御信号を形成する周波数特性制御回路とを具備する

50

3

ことを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項10】 請求項9において、
上記周波数特性制御回路は、
上記周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け、
低域通過型のフィルタ特性を有する第1の振幅検出器と、
上記周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け、
帯域通過型のフィルタ特性を有する第2の振幅検出器と、
その一方の入力端子に上記第1の振幅検出器の出力信号を受け、その他方の入力端子に上記第2の振幅検出器の出力信号を受け、かつその実質的な出力信号が上記制御信号となる比較回路とを含むものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項11】 請求項9又は請求項10において、
上記周波数特性可変増幅器は、第1の周波数をその高域遮断周波数とするものであって、
上記第1の振幅検出器は、上記第1の周波数より低い第2の周波数をその高域遮断周波数とするものであり、
上記第2の振幅検出器は、上記第2の周波数より低い第3の周波数をその低域遮断周波数とし、上記第1の周波数に近くかつこれより高い第4の周波数をその高域遮断周波数とするものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項12】 請求項9、請求項10又は請求項11において、
上記周波数特性可変増幅器は、一対のバイポーラトランジスタのエミッタ及びコレクタが共通結合されてなる可変容量キャパシタを含むものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【請求項13】 請求項9、請求項10、請求項11又は請求項12において、
上記周波数特性可変増幅器は、光ファイバ受信モジュールを構成するものであることを特徴とする半導体集積回路装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、半導体集積回路装置に関するもので、例えば、光通信用の光ファイバ受信モジュールを構成する広帯域増幅器ならびにその通信性能の向上及び低コスト化に利用して特に有効な技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 その利得を自動的に制御可能な利得可変(AGC)増幅器を含み、光通信用の光ファイバ受信モジュールを構成するいわゆるシリコン-バイポーラ型の広帯域増幅器が、例えば、1994年7月発行の『アイ・イー・イー・イー(IEEE) ジャーナル オブ ソリッドステート サーキット(Journal of Solid-State Circuits)』、V

4

ol. 29, No. 7』に、『13Gb/s Si-Bipolar AGC Amplifier IC with High Dynamic Range for Optical-Fiber Receivers』として記載されている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 本願発明者等は、この発明に先立って、光ファイバ受信モジュールに搭載する広帯域増幅器を開発しようとして、次のような問題点に直面した。すなわち、この広帯域増幅器WRAは、例えば図17に示されるように、その利得が誤差増幅器EAの出力信号GCに従って制御される利得可変増幅器GCAを含み、その出力信号WAO*の振幅を一定に保つ機能を有する。広帯域増幅器WRAには、前段の図示されない光ファイバから受光ダイオード及び前段増幅器を介して、例えば10Gb/s(ギガビット/秒)のような比較的高いレートの入力信号PAO*が入力される。また、その出力信号WAO*は、後段のPLL(フェーズロックループ)回路によるクロック抽出を受け、復号化される。

【0004】 広帯域増幅器WRAを構成する誤差増幅器EAの一方の入力端子には、出力信号WAO*を受ける振幅検出器DTの出力信号DTOが供給され、その他方の入力端子には、振幅設定回路LSの出力信号LSOが供給される。誤差増幅器EAは、振幅検出器DTの出力信号DTO及び振幅設定回路LSの出力信号LSOの差分を増幅して、出力信号WAO*の振幅が振幅設定回路LSに設定された目標振幅から外れたことを識別し、その出力信号GCに従って利得可変増幅器GCAの利得を制御する。この結果、出力信号WAO*の振幅は一定の値に保持され、これによって受信データとしての所定の符号誤り率が確保される。

【0005】 ところが、実際の利得可変増幅器では、利得制御にともなって特に高周波領域における周波数特性が変化するため、その出力信号に波形歪みが生じる。また、従来の広帯域増幅器WRAに設けられる振幅検出器DTは、この波形歪みにも反応して利得可変増幅器GCAの利得を制御するため、結果的に出力信号WAO*の振幅が変化し、受信データの符号誤り率が大きくなって、広帯域増幅器ひいてはこれを含む光ファイバ受信モジュール及び光通信システムの通信性能が低下する。さらに、これに対処するため、利得可変増幅器自体の周波数特性を調整し、あるいは利得可変増幅器の後段に周波数特性を調整するための周波数特性可変増幅器を設けることも考えられるが、従来の周波数特性可変増幅器はキャパシタ等の外付け部品を必要とするため、広帯域増幅器ひいてはこれを含む光ファイバ受信モジュール及び光通信システムの低コスト化が阻害される。

【0006】 この発明の目的は、外付け部品を必要とすることなく、その周波数特性を自動的に制御しうる周波

5

数特性可変増幅器を実現することにある。この発明の他の目的は、波形歪みの影響を受けない自動利得可変増幅器を実現することにある。この発明のさらなる目的は、広帯域増幅器の出力信号振幅をより一定に保持し、その出力信号たる受信データの符号誤り率を低くすることにある。この発明のさらなる他の目的は、広帯域増幅器を含む光ファイバ受信モジュールひいては光通信システムの通信性能を高め、その低コスト化を図ることにある。

【0007】この発明の前記ならびにその他の目的と新規な特徴は、この明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。

【0008】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば、次の通りである。すなわち、光通信用の光ファイバ受信モジュール等に含まれる広帯域増幅器を、その利得が第1の制御信号に従って制御される利得可変増幅器と、例えば利得可変増幅器の後段に設けられその周波数特性が第2の制御信号に従って制御される周波数特性可変増幅器と、第1の制御信号を形成する利得制御回路と、第2の制御信号を形成する周波数特性制御回路とをともに構成するとともに、上記利得制御回路を、周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け低域通過型のフィルタ特性を有する第1の振幅検出器と、所定の振幅設定回路と、その一方の入力端子に第1の振幅検出器の出力信号を受けその他方の入力端子に振幅設定回路の出力信号を受けかつその実質的な出力信号が上記第1の制御信号となる誤差増幅器とをともに構成し、上記周波数特性制御回路を、周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け帯域通過型のフィルタ特性を有する第2の振幅検出器と、その一方の入力端子に第1の振幅検出器の出力信号を受けその他方の入力端子に第2の振幅検出器の出力信号を受けかつその実質的な出力信号が上記第2の制御信号となる比較回路とをともに構成する。

【0009】上記した手段によれば、利得可変増幅器の利得を、波形歪みを含まない第1の制御信号に従って自動的に制御し、その出力信号振幅が波形歪みの影響を受けて変化するのを防止できるとともに、周波数特性可変増幅器の周波数特性を、第1及び第2の振幅検出器の出力信号の差分として得られる第2の制御信号に従って自動的に制御し、波形歪み自体を抑制することができる。この結果、広帯域増幅器の出力信号振幅をより一定に保持し、受信データの符号誤り率を低くすることができるため、広帯域増幅器を含む光ファイバ受信モジュールひいては光通信システムの通信性能を高め、その低コスト化を図ることができる。

【0010】

【発明の実施の形態】図1には、この発明が適用された広帯域増幅器WRAを含む光ファイバ受信モジュールOFRVの一実施例のブロック図が示されている。広帯域

6

増幅器WRAの説明に先立って、まず広帯域増幅器WRAを含む光ファイバ受信モジュールOFRVの構成及び動作の概要について説明する。なお、この実施例の光ファイバ受信モジュールOFRVは、所定の光通信システムを構成する。

【0011】図1において、この実施例の光ファイバ受信モジュールOFRVは、所定の光ファイバOFを介して伝達される光信号を受ける受光ダイオードPDと、受光ダイオードPDの出力信号を受ける前段増幅器PAと、
10 受光ダイオードPDは、光ファイバOFを介して伝達される光信号を電流信号に変換し、前段増幅器PAは、受光ダイオードPDにより得られた電流信号を電圧信号に変換しつつ増幅して、出力信号PAO*（ここで、例えば非反転出力信号PAOT及び反転出力信号PAOBからなる相補信号を、合わせて出力信号PAO*のように*を付して表す。また、それが有効とされるとき選択的にハイレベルとされるいわゆる非反転信号等についてはその名称の末尾にTを付して表し、それが有効とされるとき選択的にロウレベルとされる反転信号等についてはその名称の末尾にBを付して表す。
20 以下同様）として広帯域増幅器WRAに伝達する。広帯域増幅器WRAは、前段増幅器PAから伝達される受信信号の振幅を一定に保つべく制御し、その出力信号WAO*としてPLL回路PLLに伝達する。PLL回路PLLは、広帯域増幅器WRAから出力信号WAO*として伝達される受信信号の中から所定のクロック信号を抽出し、クロック信号CKとして各回路に供給するとともに、受信信号を復号化し、受信データRDを形成して、光通信システムの図示されない後段回路に供給する。

【0012】この実施例において、光ファイバ受信モジュールOFRVを構成する広帯域増幅器WRAは、後述するように、利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAを含み、その出力信号WAO*の振幅が十分に安定化されるとともに、その波形歪みも抑制される。この結果、PLL回路PLLによるクロック抽出動作及び復号化処理が安定化されて、受信データRDの符号誤り率が低下し、光通信システムの通信性能が高められる。広帯域増幅器WRAならびに利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器の具体的構成やその作用効果については、後で詳細に説明する。

【0013】図2には、図1の光ファイバ受信モジュールOFRVに含まれる広帯域増幅器WRAの第1の実施例のブロック図が示されている。これらの図をもとに、この実施例の広帯域増幅器WRAの構成及び動作の概要ならびにその特徴について説明する。なお、図2の各ブロックは、公知のバイポーラ集積回路の製造技術により、単結晶シリコンのような1個の半導体基板上に形成される。

【0014】図2において、広帯域増幅器WRAは、前
50 段増幅器PAの出力信号PAO*を受ける入力バッファ

IBと、入力バッファIBの出力信号IBO*を受ける利得可変増幅器GCAとを含む。利得可変増幅器GCAの出力信号GAO*は、後段の周波数特性可変増幅器FCAに供給され、この周波数特性可変増幅器FCAの出力信号FAO*は、出力バッファOBを経た後、広帯域増幅器WRAの出力信号WAO*としてPLL回路PLLに供給される。

【0015】広帯域増幅器WRAを構成する利得可変増幅器GCAには、誤差増幅器EAからその出力信号つまり利得制御信号GC*（第1の制御信号）が供給される。また、周波数特性可変増幅器FCAには、比較回路CPからその出力信号つまり周波数特性制御信号FC（第2の制御信号）が供給される。

【0016】広帯域増幅器WRAは、さらに利得可変増幅器GCA又は周波数特性可変増幅器FCAの実質的な出力信号つまり出力信号WAO*を受ける低域通過振幅検出器DL（第1の振幅検出器）及び帯域通過振幅検出器DH（第2の振幅検出器）と、振幅設定回路LSとを含む。このうち、低域通過振幅検出器DL、振幅設定回路LSならびに誤差増幅器EAは、利得制御回路を構成し、低域通過振幅検出器DL、帯域通過振幅検出器DHならびに比較回路CPは、周波数特性制御回路を構成する。低域通過振幅検出器DLの出力信号DLOは、誤差増幅器EA及び比較回路CPの一方の入力端子に供給される。また、帯域通過振幅検出器DHの出力信号DHOは、比較回路CPの他方の入力端子に供給され、振幅設定回路LSの出力信号LSOは、誤差増幅器EAの他方の入力端子に供給される。

【0017】ここで、低域通過振幅検出器DLは、低域通過型のフィルタ特性を有し、出力信号WAO*の低周波領域つまり波形歪みを含まない部分の振幅を識別する。また、帯域通過振幅検出器DHは、帯域通過型のフィルタ特性を有し、出力信号WAO*の高周波領域つまり波形歪みを含む部分の振幅を識別する。

【0018】一方、誤差増幅器EAは、振幅設定回路LSの出力信号LSOつまりその設定振幅に対応する識別信号と低域通過振幅検出器DLの出力信号DLOつまり出力信号WAO*の波形歪みを含まない振幅に対応する識別信号との差を増幅し、相当する利得制御信号GC*を形成して、利得可変増幅器GCAに供給する。また、比較回路CPは、低域通過振幅検出器DLの出力信号DLOと帯域通過振幅検出器DHの出力信号DHOつまり出力信号WAO*の波形歪みを含む振幅に対応する識別信号とを比較し、出力信号WAO*の周波数成分に応じた周波数特性制御信号FCを形成して、周波数特性可変増幅器FCAに供給する。

【0019】利得可変増幅器GCAは、入力バッファIBからその出力信号IBO*として伝達される受信信号を所定の利得で増幅し、周波数特性可変増幅器FCAに伝達する。このとき、利得可変増幅器GCAの利得は、

誤差増幅器EAから供給される利得制御信号GC*に従って制御され、これによってその出力信号つまりは広帯域増幅器WRAの出力信号WAO*の振幅が一定に保持される。一方、周波数特性可変増幅器FCAは、比較回路CPから供給される周波数特性制御信号FCに従ってその周波数特性が制御され、これによって利得可変増幅器GCAを介して伝達される受信信号の波形歪みが抑制される。言うまでもなく、この波形歪みには、利得可変増幅器GCAの利得制御にともなう派生した波形歪みが含まれる。なお、低域通過振幅検出器DL、帯域通過振幅検出器DH、利得可変増幅器GCAならびに周波数特性可変増幅器FCAの具体的構成及び動作ならびにその特徴等については、後で詳細に説明する。

【0020】図3には、図2の広帯域増幅器WRAに含まれる低域通過振幅検出器DLの第1の実施例の回路図が示され、図4には、その一実施例の周波数特性図が示されている。両図をもとに、低域通過振幅検出器DLの具体的構成及び動作ならびにその周波数特性について説明する。なお、以下の回路図において、図示されるバイポーラトランジスタはすべてNPN型トランジスタである。

【0021】図3において、この実施例の低域通過振幅検出器DLは、そのベースに出力バッファOBの出力信号WAO*つまり非反転出力信号WAO_T又は反転出力信号WAO_Bをそれぞれ受ける一対のトランジスタQ1及びQ2を含む。これらのトランジスタのコレクタは、ともに直接回路の接地電位に結合される。また、そのエミッタは、差分増幅器DAの第2及び第3の入力端子にそれぞれ結合されるとともに、所定のキャパシタC1又はC2を介して回路の電源電圧に結合される。なお、回路の電源電圧は、特に制限されないが、例えば-5.2V（ボルト）のような負電位とされ、回路の接地電位は0Vとされる。

【0022】差分増幅器DAの第1の入力端子には、所定の基準電圧V_{ref}が供給され、その出力信号は、低域通過振幅検出器DLの出力信号DLOとして前記誤差増幅器EA及び比較回路CPの一方の入力端子に供給される。これにより、差分増幅器DAは、非反転出力信号WAO_T及び反転出力信号WAO_Bの振幅を基準電圧V_{ref}と比較し、その差分に応じた出力信号DLOを形成する。

【0023】この実施例において、トランジスタQ1及びQ2のエミッタ側に設けられるキャパシタC1及びC2は、対応するトランジスタQ1又はQ2とともに一つの低域通過型フィルタを構成する。このため、低域通過振幅検出器DLは、図4に示されるように、その通過利得が所定の周波数f_{c1}（第2の周波数）を高域遮断周波数として急速に小さくなり、いわゆる低域通過型のフィルタ特性を持つ。なお、低域通過振幅検出器DLの高域遮断周波数f_{c1}は、広帯域増幅器全体の高域遮断周

波数 f_{ca} (第1の周波数) より低い周波数に設定される。

【0024】周知のように、利得可変増幅器GCAの利得制御にともなう生じる受信信号の波形歪みは、出力信号WAO*の高周波数成分に因るところが多い。低域通過振幅検出器DLが低域通過型のフィルタ特性を有し、その実質的な振幅検出動作が出力信号WAO*の波形歪みを含まない低周波領域で行われることで、利得可変増幅器GCAの利得が出力信号WAO*の波形歪みによって不本意に制御されるのを抑制することができ、これによって出力信号WAO*の振幅を安定化することができる。また、低域通過振幅検出器DLの出力信号DLOと帯域通過振幅検出器DHの出力信号DHOとの比較信号つまり周波数特性制御信号FCに従って周波数特性可変増幅器FCAの周波数特性が制御されることで、受信信号のピーキングが抑制され、出力信号WAO*の波形歪みも抑制される。

【0025】図5には、図2の広帯域増幅器WRAに含まれる帯域通過振幅検出器DHの第1の実施例の回路図が示され、図6には、その一実施例の周波数特性図が示されている。両図をもとに、広帯域増幅器WRAに含まれる帯域通過振幅検出器DHの具体的構成及び動作ならびにその周波数特性について説明する。

【0026】図5において、この実施例の帯域通過振幅検出器DHは、そのベースに、キャパシタC3又はC4を介して、出力バッファOBの出力信号WAO*つまり非反転出力信号WAO*又は反転出力信号WAOBをそれぞれ受ける一対のトランジスタQ3及びQ4を含む。非反転出力信号入力端子WAO*及び反転出力信号入力端子WAOBと回路の接地電位及び電源電圧との間には、それぞれ非反転出力信号WAO*及び反転出力信号WAOBに所定のバイアス電圧を与えるための負荷L1及びL2あるいはL3及びL4が設けられる。トランジスタQ3及びQ4のコレクタは、直接回路の接地電位に結合される。また、そのエミッタは、差分増幅器DAの第2及び第3の入力端子にそれぞれ結合されるとともに、所定のキャパシタC5又はC6を介して回路の電源電圧に結合される。

【0027】差分増幅器DAの第1の入力端子には、所定の基準電圧Vrefが供給され、その出力信号は、帯域通過振幅検出器DHの出力信号DHOとして前記比較回路CPの他方の入力端子に供給される。これにより、差分増幅器DAは、非反転出力信号WAO*及び反転出力信号WAOBの振幅を基準電圧Vrefと比較し、その差分に応じた出力信号DHOを形成する。

【0028】この実施例において、トランジスタQ3及びQ4のベース側に設けられるキャパシタC3及びC4ならびにそのエミッタ側に設けられるキャパシタC5及びC6は、対応するトランジスタQ3又はQ4とともに一つの帯域通過型フィルタを構成する。このため、帯域

通過振幅検出器DHは、図6に示されるように、その通過利得が所定の周波数 f_{c2} (第3の周波数) を低域遮断周波数とし周波数 f_{c3} (第4の周波数) を高域遮断周波数として急速に小さくなり、いわゆる帯域通過型のフィルタ特性を持つ。なお、帯域通過振幅検出器DHの低域遮断周波数 f_{c2} 及び高域遮断周波数 f_{c3} は、広帯域増幅器WRAの高域遮断周波数 f_{ca} 及び前記低域通過振幅検出器DLの高域遮断周波数 f_{c1} に対して、
 $f_{c2} < f_{c1} < f_{ca} < f_{c3}$

10 あるいは、

$$f_{c1} < f_{c2} < f_{ca} < f_{c3}$$

なる関係を持つべく設計される。

【0029】後述するように、帯域通過振幅検出器DHの出力信号DHOは、比較回路CPにおいて低域通過振幅検出器DLの出力信号DLOと比較され、その結果をもとに周波数特性制御信号FCのレベルが決定される。周波数特性制御信号FCは、周波数特性可変増幅器FCAの周波数特性制御に供され、これによって受信信号のピーキングが抑制され、出力信号WAO*の波形歪みが抑制される。

20 【0030】図7には、図2の広帯域増幅器WRAに含まれる低域通過振幅検出器DL及び帯域通過振幅検出器DHのピーキング時における検出値を説明するための概念図が示され、図8には、その帯域不足時における検出値を説明するための概念図が示されている。これらの図をもとに、低域通過振幅検出器DL及び帯域通過振幅検出器DHの検出値とそれが利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAつまりは出力信号WAO*に与える作用について説明する。

30 【0031】図7において、周波数特性可変増幅器FCAの周波数特性がピーキング特性を呈し広帯域増幅器WRAの出力信号WAO*にピーキングが生じるとき、出力信号WAO*では、高周波領域の成分が大きくなり、逆に低周波領域の成分は小さくなる。このため、帯域通過振幅検出器DHの検出値が低域通過振幅検出器DLの検出値より大きくなり、これを受けて比較回路CPの出力信号つまり周波数特性制御信号FCのレベルが低くされる。この結果、後述する理由から周波数特性可変増幅器FCAの高周波領域に対する利得が小さくされ、これによって広帯域増幅器WRAの出力信号WAO*のピーキングが抑制される。

40 【0032】一方、周波数特性可変増幅器FCAの周波数特性が帯域不足となると、出力信号WAO*では低周波領域の成分が大きくなり、逆に高周波領域の成分は小さくなる。このため、図8に示されるように、低域通過振幅検出器DLの検出値が帯域通過振幅検出器DHの検出値より大きくなり、これを受けて比較回路CPの出力信号つまり周波数特性制御信号FCのレベルが高くなる。この結果、周波数特性可変増幅器FCAの高周波領域に対する利得が大きくなり、これによって広帯域増幅

器WRAの出力信号WAO*の高周波成分が大きくなる。

【0033】図11には、図2の広帯域増幅器WRAに含まれる利得可変増幅器GCAの一実施例の回路図が示され、図12には、その周波数特性可変増幅器FCAの一実施例の回路図が示されている。また、図13には、図12の周波数特性可変増幅器FCAに含まれる可変容量キャパシタVCの一実施例の回路図が示され、図14には、図11の利得可変増幅器GCA及び図12の周波数特性可変増幅器FCAに代表される増幅器の一般的な動作特性図が示されている。これらの図をもとに、広帯域増幅器WRAの利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAの具体的な構成及び動作ならびにその動作特性について説明する。

【0034】まず、図11において、利得可変増幅器GCAは、特に制限されないが、エミッタ負荷L3及びL4を介して差動形態とされそのベースに前段増幅器PAの非反転出力信号PAOT又は反転出力信号PAOBをそれぞれ受ける一対のトランジスタQ15及びQ16を含む。これらのトランジスタのエミッタ側に設けられる負荷L3及びL4の共通結合された端子は、所定の定電流源S1を介して回路の電源電圧に結合される。また、各トランジスタのコレクタは、トランジスタQ11又はQ12を介して負荷L1又はL2にそれぞれ結合されるとともに、トランジスタQ13又はQ14を介して対をなす反対側の負荷L2又はL1にそれぞれ結合される。トランジスタQ11、Q13、Q14ならびにQ12のエミッタ側には、負荷L5、L6、L7ならびにL8がそれぞれ設けられる。また、これらのトランジスタのコレクタ負荷L1及びL2の他方の端子は、回路の接地電位に結合される。トランジスタQ11及びQ12のベースには、前記誤差増幅器EAから非反転利得制御信号GCTが共通に供給され、トランジスタQ13及びQ14のベースには、反転利得制御信号GCBが供給される。トランジスタQ12及びQ13のコレクタ電位は、利得可変増幅器GCAの非反転出力信号GAOTとして周波数特性可変増幅器FCAに出力され、トランジスタQ11及びQ14のコレクタ電位は、その反転出力信号GAOBとして出力される。

【0035】前段増幅器PAの非反転出力信号PAOTのレベルがその反転出力信号PAOBより高いとき、利得可変増幅器GCAでは、トランジスタQ15のコレクタ電流がトランジスタQ16のコレクタ電流に比べて大きくなる。このため、負荷L1の両端子間における電位差が大きくなり、負荷L2の両端子間における電位差は小さくなって、利得可変増幅器GCAの非反転出力信号GAOTのレベルが上昇し、反転出力信号GAOBのレベルは低くなる。

【0036】一方、前段増幅器PAの非反転出力信号PAOTのレベルが反転出力信号PAOBより低くなる

と、利得可変増幅器GCAでは、トランジスタQ15のコレクタ電流がトランジスタQ16のコレクタ電流に比べて小さくなる。このため、負荷L1の両端子間における電位差は小さくなり、逆に負荷L2の両端子間における電位差が大きくなって、利得可変増幅器GCAの非反転出力信号GAOTのレベルは低くなり、反転出力信号GAOBのレベルが上昇する。

【0037】ところで、トランジスタQ15のコレクタ電流は、トランジスタQ11を介する電流*i*₂として負荷L1に流されるとともに、トランジスタQ13を介する電流*i*₁'として負荷L2にも分流される。同様に、トランジスタQ16のコレクタ電流は、トランジスタQ12を介する電流*i*₂'として負荷L2に流されるとともに、トランジスタQ14を介する電流*i*₁として負荷L1にも分流される。トランジスタQ15及びQ16のコレクタ電流の分流比は、誤差増幅器EAから出力される非反転利得制御信号GCTのレベルが高いほど、すなわち反転利得制御信号GCBのレベルが低いほど小さくなり、これによって利得可変増幅器GCAとしての利得が大きくなる。また、非反転利得制御信号GCTのレベルが低いほど、つまり反転利得制御信号GCBのレベルが高いほど大きくなり、これによって利得可変増幅器GCAとしての利得が小さくなる。

【0038】次に、周波数特性可変増幅器FCAは、図12に示されるように、エミッタ負荷L7及びL8を介して差動形態とされそのベースに利得可変増幅器GCAの非反転出力信号GAOT又は反転出力信号GAOBをそれぞれ受ける一対のトランジスタQ17及びQ18を含む。これらのトランジスタのエミッタ側に設けられる負荷L7及びL8の共通結合された端子は、所定の定電流源S2を介して回路の電源電圧に結合される。また、各トランジスタのコレクタは、負荷L5又はL6を介して回路の接地電位に結合される。トランジスタQ17及びQ18のコレクタ電位は、それぞれ周波数特性可変増幅器FCAの反転出力信号FAOB又は非反転出力信号FAOTとして後段回路に出力される。

【0039】利得可変増幅器GCAの非反転出力信号GAOTのレベルがその反転出力信号GAOBより高いとき、周波数特性可変増幅器FCAでは、トランジスタQ17のコレクタ電流がトランジスタQ18のコレクタ電流に比べて大きくなる。このため、負荷L5の両端子間における電位差が大きくなり、負荷L6の両端子間における電位差は小さくなって、周波数特性可変増幅器FCAの非反転出力信号FAOTのレベルが上昇し、反転出力信号FAOBのレベルが低くなる。

【0040】一方、利得可変増幅器GCAの非反転出力信号GAOTのレベルが反転出力信号GAOBより低くなると、周波数特性可変増幅器FCAでは、トランジスタQ17のコレクタ電流がトランジスタQ18のコレクタ電流に比べて小さくなる。このため、負荷L5の両端

子間における電位差は小さくなり、逆に負荷L6の両端子間における電位差が大きくなって、回路の非反転出力信号FAOTのレベルは低くなり、反転出力信号FAOBのレベルが上昇する。

【0041】この実施例の周波数特性可変増幅器FCAは、さらに、トランジスタQ17及びQ18のエミッタ間に設けられる可変容量キャパシタVCを含む。この可変容量キャパシタVCは、特に制限されないが、図13に示されるように、そのコレクタ及びエミッタが共通結合された一対のトランジスタQ19及びQ20と、その一方の端子がトランジスタQ19及びQ20のコレクタ及びエミッタに結合された負荷L9を含む。この負荷L9の他方の端子には、前記比較回路CPから周波数特性制御信号FCが供給される。可変容量キャパシタVCを構成するトランジスタQ19及びQ20のベースは、可変容量キャパシタVCの端子T1又はT2として、前記トランジスタQ17又はQ18のエミッタにそれぞれ結合される。なお、周波数特性制御信号FCの通常時における電位は、可変容量キャパシタVCの端子T1及びT2の電位に比較して高くされる。

【0042】周知のように、トランジスタQ19及びQ20のベースと共通結合されたコレクタ及びエミッタとの間の容量は、負荷L9を介して供給されるバイアス電圧つまり周波数特性制御信号FCのレベルが高くなるほど大きくなる。また、トランジスタQ17及びQ18のエミッタ間に設けられた可変容量キャパシタVCは、いわゆるピーキング容量として作用し、その容量が大きくなるほど周波数特性可変増幅器FCAの高周波成分に対する利得が大きくなる。なお、可変容量キャパシタVCが、そのコレクタ及びエミッタが共通結合された一対のトランジスタQ19及びQ20をもとに集積回路として構成できることは、外付け部品としての可変容量キャパシタの必要がなくなる訳であって、これによって広帯域増幅器WRAひいては光ファイバ受信モジュールOFRV及び光通信システムの外付け部品をなくし、その低コスト化を図ることができるものとなる。

【0043】ところで、利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAに代表される増幅器の一般的な動作特性は、図14に示されるような傾向を呈する。すなわち、増幅器がピーキング状態にあるとき、その周波数特性は、高周波領域にいわゆるピークを持つものとなり、その出力信号波形には、ピーキングにともなういわゆるリングングが生じる。一方、増幅器が帯域不足状態にあるとき、その周波数特性は、低周波領域に偏り、その出力信号波形は、なだらかな変化を呈するものとなる。増幅器が正常状態つまりピーキング状態及び帯域不足状態の間にあるとき、その周波数特性は、比較的広い帯域をカバーしかつ平坦となり、その出力信号波形は、入力信号に追従した安定したものとなる。

【0044】利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変

増幅器FCAがピーキング状態にあり、広帯域増幅器WRAの出力信号WAO*がピーキングをとまなうとき、広帯域増幅器WRAでは、前述のように、帯域通過振幅検出器DHの検出値が低域通過振幅検出器DLの検出値より大きくなり、比較回路CPの出力信号つまり周波数特性制御信号FCのレベルが低くされる。周波数特性可変増幅器FCAでは、周波数特性制御信号FCのレベル低下を受けて可変容量キャパシタVCの容量が小さくされ、これによって周波数特性制御信号FCの高周波成分に対する利得が小さくされる。一方、利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAが帯域不足状態にあるとき、広帯域増幅器WRAでは、帯域通過振幅検出器DHの検出値が低域通過振幅検出器DLの検出値より小さくなり、比較回路CPの出力信号つまり周波数特性制御信号FCのレベルが高くされる。周波数特性可変増幅器FCAでは、周波数特性制御信号FCのレベル上昇を受けて可変容量キャパシタVCの容量が大きくなり、これによって周波数特性制御信号FCの高周波成分に対する利得が大きくなる。

【0045】つまり、この実施例の広帯域増幅器WRAでは、出力信号WAO*の波形に応じて周波数特性制御信号FCのレベルが制御され、この周波数特性制御信号FCのレベルに従って周波数特性制御信号FCの周波数特性が自動的に正常状態となるべく制御される訳であって、前記利得可変増幅器GCAにおける利得の自動制御の効果もあいまって、広帯域増幅器WRAの出力信号WAO*の振幅が安定化され、その波形歪みが抑制されるものとなる。この結果、広帯域増幅器の出力信号振幅をより一定に保持し、受信データの符号誤り率を低くすることができるため、広帯域増幅器を含む光ファイバ受信モジュールひいては光通信システムの通信性能を高め、その低コスト化を図ることができるものである。

【0046】以上の実施例から得られる作用効果は、下記の通りである。すなわち、

(1) 光通信用の光ファイバ受信モジュール等に含まれる広帯域増幅器を、その利得が第1の制御信号に従って制御される利得可変増幅器と、例えば利得可変増幅器の後段に設けられその周波数特性が第2の制御信号に従って制御される周波数特性可変増幅器と、第1の制御信号を形成する利得制御回路と、第2の制御信号を形成する周波数特性制御回路とをもとに構成し、利得制御回路を、周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け低域通過型のフィルタ特性を有する第1の振幅検出器と、所定の振幅設定回路と、その一方の入力端子に第1の振幅検出器の出力信号を受けその他方の入力端子に振幅設定回路の出力信号を受けかつその実質的な出力信号が第1の制御信号となる誤差増幅器とをもとに構成し、周波数特性制御回路を、周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け帯域通過型のフィルタ特性を有する第2の振幅検出器と、その一方の入力端子に第1の振幅検出器

の出力信号を受けその他方の入力端子に第2の振幅検出器の出力信号を受けかつその実質的な出力信号が第2の制御信号となる比較回路とをともに構成することで、利得可変増幅器の利得を、波形歪みを含まない第1の制御信号に従って自動的に制御し、その出力信号振幅が波形歪みの影響を受けて変化するのを防止することができるという効果が得られる。

【0047】(2) 上記(1)項により、周波数特性可変増幅器の周波数特性を、第1及び第2の振幅検出器の出力信号の差分として得られる第2の制御信号に従って自動的に制御し、波形歪み自体を抑制できるという効果が得られる。

(3) 上記(1)項及び(2)項により、広帯域増幅器の出力信号振幅をより一定に保持し、受信データの符号誤り率を低減できるという効果が得られる。

(4) 上記(1)項～(3)項により、広帯域増幅器を含む光ファイバ受信モジュールひいては光通信システムの通信性能を高め、その低コスト化を図ることができるという効果が得られる。

【0048】以上、本発明者によってなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、この発明は、上記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることは言うまでもない。例えば、図1において、光ファイバ受信モジュールOFRVのブロック構成は、本発明に制約を与えない。図2において、広帯域増幅器WRAのブロック構成は、種々の実施形態を採りうる。すなわち、例えば、利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAは、その設置順序を入れ換えて構成することができる。また、利得可変増幅器及び周波数特性可変増幅器は、図15に例示されるように、利得周波数特性可変増幅器GFCAとして一体化することもできる。この場合、広帯域増幅器WRAの回路構成がさらに簡素化され、その低コスト化を推進することができる。

【0049】低域通過振幅検出器DL及び帯域通過振幅検出器DHは、図16に例示されるように、低域通過フィルタLPF又は帯域通過フィルタBPFと、共通の周波数特性を有する振幅検出器DL(第3の振幅検出器)及びDH(第4の振幅検出器)とに分割して構成することができる。この場合、確立されたフィルタ技術を応用することで、低域通過振幅検出器及び帯域通過振幅検出器の周波数特性をより安定化し、広帯域増幅器の動作特性を安定化することができる。

【0050】図3ないし図6において、低域通過振幅検出器DL及び帯域通過振幅検出器DHの具体的回路構成、トランジスタの導電型ならびに電源電圧の極性及び絶対値等は、種々の実施形態を採りうるし、各振幅検出器の周波数特性も、これらの実施例による制約を受けない。広帯域増幅器WRAの出力信号が相補信号でない場合、低域通過振幅検出器DL及び帯域通過振幅検出器D

Hは、図9又は図10のような回路構成を採ることができる。図11及び図12において、利得可変増幅器GCA及び周波数特性可変増幅器FCAの具体的回路構成は、種々の実施形態を採りうる。図13において、可変容量キャパシタVCの具体的構成は、種々考えられるし、図14の動作特性も、本発明に制約を与えない。

【0051】以上の説明では、主として本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野である光通信システムを構成する光ファイバ受信モジュールならびにこれに含まれる広帯域増幅器に適用した場合について説明したが、それに限定されるものではなく、例えば、各種の通信システムに含まれる同様な広帯域増幅器や各種の自動利得制御型増幅器にも適用できる。この発明は、少なくともその利得が自動的に制御される増幅器を含む半導体集積回路装置ならびにこのような半導体集積回路装置を含む装置又はシステムに広く適用できる。

【0052】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば、下記の通りである。すなわち、光通信用の光ファイバ受信モジュール等に含まれる広帯域増幅器を、その利得が第1の制御信号に従って制御される利得可変増幅器と、例えば利得可変増幅器の後段に設けられその周波数特性が第2の制御信号に従って制御される周波数特性可変増幅器と、第1の制御信号を形成する利得制御回路と、第2の制御信号を形成する周波数特性制御回路とをともに構成するとともに、利得制御回路を、周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け低域通過型のフィルタ特性を有する第1の振幅検出器と、所定の振幅設定回路と、その一方の入力端子に第1の振幅検出器の出力信号を受けその他方の入力端子に振幅設定回路の出力信号を受けかつその実質的な出力信号が第1の制御信号となる誤差増幅器とをともに構成し、周波数特性制御回路を、周波数特性可変増幅器の実質的な出力信号を受け帯域通過型のフィルタ特性を有する第2の振幅検出器と、その一方の入力端子に第1の振幅検出器の出力信号を受けその他方の入力端子に第2の振幅検出器の出力信号を受けかつその実質的な出力信号が第2の制御信号となる比較回路とをともに構成する。

【0053】これにより、利得可変増幅器の利得を、波形歪みを含まない第1の制御信号に従って自動的に制御し、その出力信号振幅が波形歪みの影響を受けて変化するのを防止することができるとともに、周波数特性可変増幅器の周波数特性を、第1及び第2の振幅検出器の出力信号の差分として得られる第2の制御信号に従って自動的に制御し、波形歪み自体を抑制することができる。この結果、広帯域増幅器の出力信号振幅をより一定に保持し、受信データの符号誤り率を低減できるため、広帯域増幅器を含む光ファイバ受信モジュールひいては光通信システムの通信性能を高め、その低コスト化を図るこ

とができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明が適用された広帯域増幅器を含む光ファイバ受信モジュールの一実施例を示すブロック図である。

【図 2】図 1 の光ファイバ受信モジュールに含まれる広帯域増幅器の一実施例を示すブロック図である。

【図 3】図 2 の広帯域増幅器に含まれる低域通過振幅検出器の第 1 の実施例を示す回路図である。

【図 4】図 3 の低域通過振幅検出器の一実施例を示す周波数特性図である。

【図 5】図 2 の広帯域増幅器に含まれる帯域通過振幅検出器の第 1 の実施例を示す回路図である。

【図 6】図 5 の帯域通過振幅検出器の一実施例を示す周波数特性図である。

【図 7】図 2 の広帯域増幅器に含まれる低域通過振幅検出器及び帯域通過振幅検出器のピーキング時における検出値を説明するための概念図である。

【図 8】図 2 の広帯域増幅器に含まれる低域通過振幅検出器及び帯域通過振幅検出器の帯域不足時における検出値を説明するための概念図である。

【図 9】図 2 の広帯域増幅器に含まれる低域通過振幅検出器の第 2 の実施例を示す回路図である。

【図 10】図 2 の広帯域増幅器に含まれる帯域通過振幅検出器の第 2 の実施例を示す回路図である。

【図 11】図 2 の広帯域増幅器に含まれる利得可変増幅器の一実施例を示す回路図である。

【図 12】図 2 の広帯域増幅器に含まれる周波数特性可変増幅器の一実施例を示す回路図である。

【図 13】図 12 の周波数特性可変増幅器に含まれる可変容量キャパシタの一実施例を示す回路図である。

【図 14】図 11 の利得可変増幅器及び図 12 の周波数

特性可変増幅器を含む増幅器の一般的な動作特性図である。

【図 15】図 1 の光ファイバ受信モジュールに含まれる広帯域増幅器の第 2 の実施例を示すブロック図である。

【図 16】図 1 の光ファイバ受信モジュールに含まれる広帯域増幅器の第 3 の実施例を示すブロック図である。

【図 17】この発明に先立って本願発明者等が開発した光ファイバ受信モジュールに含まれる広帯域増幅器の一実施例を示すブロック図である。

【符号の説明】

OF……光ファイバ、OFRV……光ファイバ受信モジュール、PD……受光ダイオード、PA……前段増幅器、WRA……広帯域増幅器、PLL……フェーズロックループ回路、RD……受信データ、CK……クロック信号。

IB……入力バッファ、GCA……利得可変増幅器、FCA……周波数特性可変増幅器、OB……出力バッファ、DH……帯域通過振幅検出器、DL……低域通過振幅検出器、LS……振幅設定回路、CP……比較回路、EA……誤差増幅器、PAO*……入力信号、WAO*……出力信号。

DA……差分増幅器、Vref……基準電圧、Q1~Q6、Q11~Q20……NPN型バイポーラトランジスタ、R1~R2……抵抗、C1~C9……キャパシタ、L1~L9……負荷、S1~S2……定電流源。

fcl~fc3、fca……低域又は高域遮断周波数。VC……可変容量キャパシタ。

GFC A……利得周波数特性可変増幅器。

LPF……低域通過型フィルタ、BPF……帯域通過型フィルタ。

DT……振幅検出器。

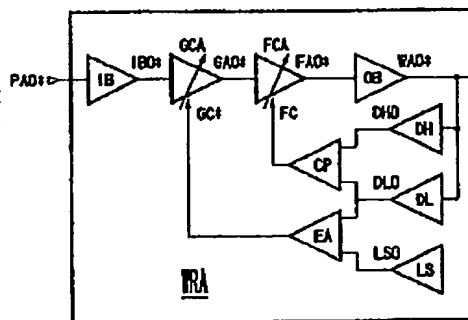
【図 1】

図 1 光ファイバ受信モジュールのブロック構成



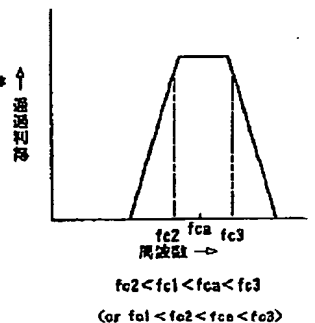
【図 2】

図 2 広帯域増幅器のブロック構成 (実施例 1)



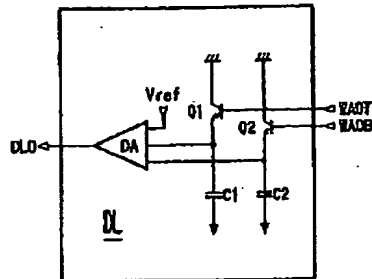
【図 6】

図 6 帯域通過振幅検出器の周波数特性



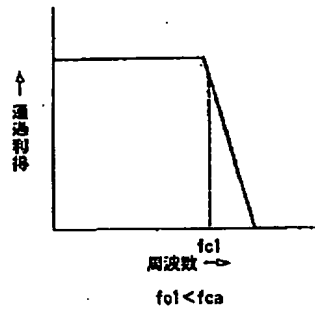
【図 3】

図 3 低域通過振幅検出器の回路構成 (実施例 1)



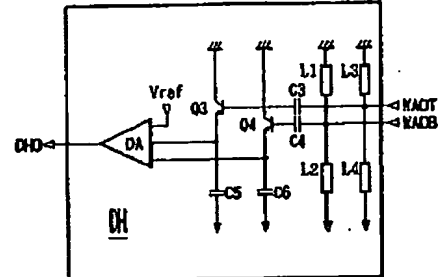
【図 4】

図 4 低域通過振幅検出器の周波数特性



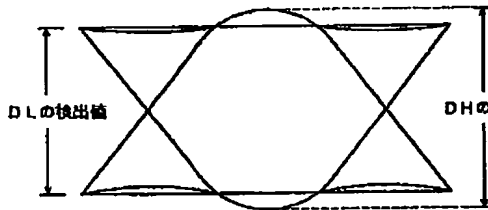
【図 5】

図 5 帯域通過振幅検出器の回路構成 (実施例 1)



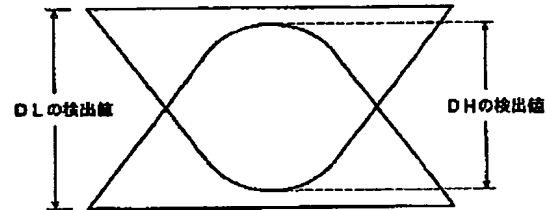
【図 7】

図 7 振幅検出器の検出値 (ピーキング時)



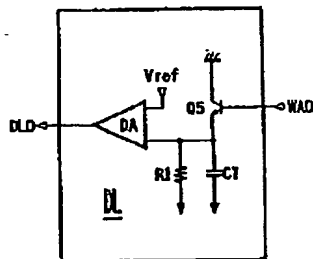
【図 8】

図 8 振幅検出器の検出値 (帯域不足時)



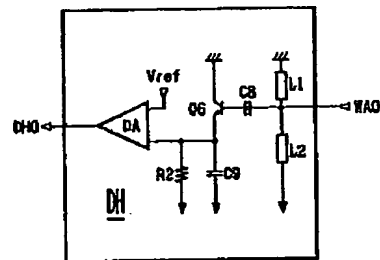
【図 9】

図 9 低域通過振幅検出器の回路構成 (実施例 2)



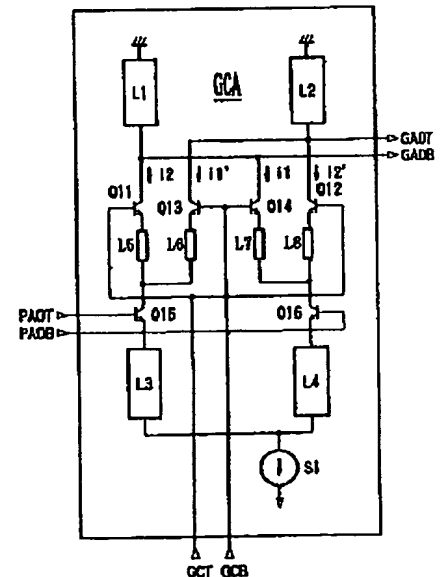
【図 10】

図 10 帯域通過振幅検出器の回路構成 (実施例 2)



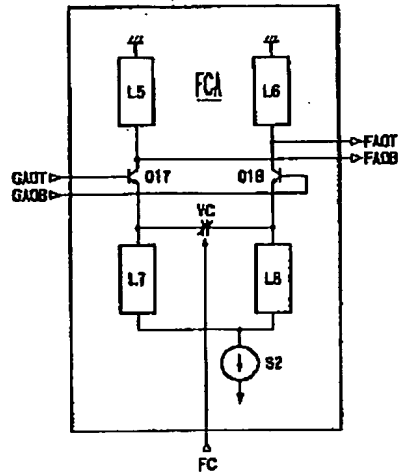
【図 11】

図 11 利得可変増幅器の回路構成



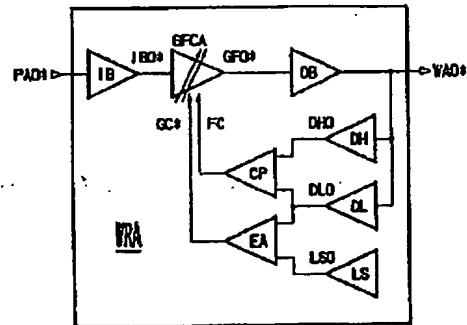
【図12】

図12 周波数特性可変増幅器の回路構成



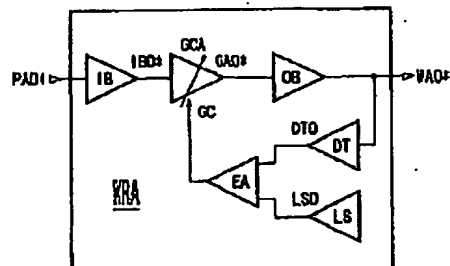
【図15】

図15 広帯域増幅器のブロック構成 (実施例2)



【図17】

図17 広帯域増幅器のブロック構成



【図13】

図13 可変容量キャパシタの構成

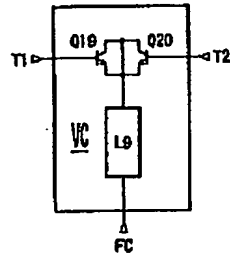
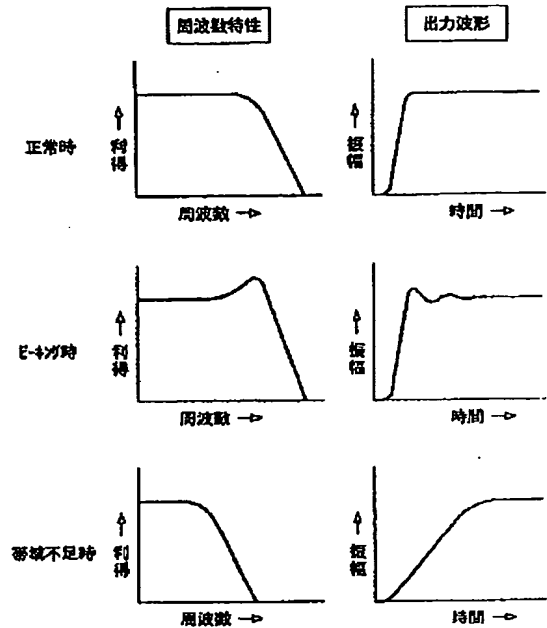


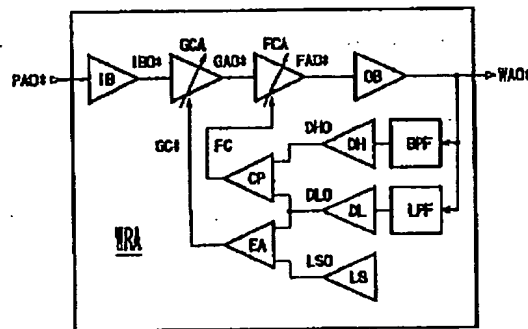
図14

増幅器の一般的動作特性



【図16】

図16 広帯域増幅器のブロック構成 (実施例3)



フロントページの続き

(51)Int. Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 10/28